

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

(11) N° de publication :  
(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

2 823 623

(21) N° d'enregistrement national : 01 05152

(51) Int Cl<sup>7</sup> : H 04 B 7/216

(12)

## DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

(22) Date de dépôt : 13.04.01.

(30) Priorité :

(43) Date de mise à la disposition du public de la  
demande : 18.10.02 Bulletin 02/42.

(56) Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du  
présent fascicule*

(60) Références à d'autres documents nationaux  
apparentés :

(71) Demandeur(s) : INSTITUT NATIONAL DES SCIEN-  
CES APPLIQUEES DE RENNES(INSa) Etablissement  
public — FR.

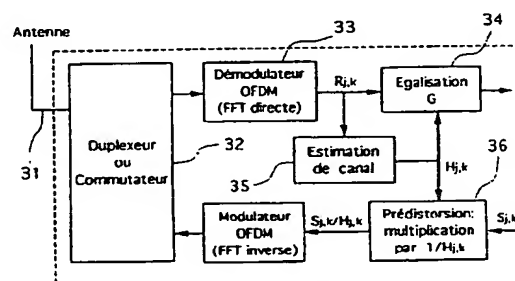
(72) Inventeur(s) : HELARD JEAN FRANCOIS et NOBI-  
LET STEPHANE.

(73) Titulaire(s) :

(74) Mandataire(s) : CABINET PATRICE VIDON.

(54) PROCÉDE DE TRANSMISSION BIDIRECTIONNELLE DE SIGNAUX MULTIPOORTEUSES, SYSTEME TERMINAL  
DE COMMUNICATION ET SIGNAL CORRESPONDANTS.

(57) L'invention concerne un procédé de transmission bidi-  
rectionnelle d'au moins un signal à porteuses multiples en-  
tre une station de base et au moins un terminal via un canal  
de transmission présentant au moins une voie descendante  
de ladite station de base vers ledit au moins un terminal et  
au moins une voie montante dudit au moins un terminal vers  
ladite station de base, portant un signal montant multipor-  
teuse. Ce procédé comprend une étape d'estimation de la  
fonction de transfert dudit canal de transmission, par analy-  
se d'un signal reçu sur ladite voie descendante, délivrant au  
moins une information représentative de ladite estimation,  
et une étape de prédistorsion d'un signal émis par ledit au  
moins un terminal sur ladite voie montante, en fonction de  
ladite information.



FR 2 823 623 - A1



**Procédé de transmission bidirectionnelle de signaux multiporteuses, système, terminal de communication et signal correspondants.**

Le domaine de l'invention est celui de la transmission et de la réception de signaux numériques à porteuses multiples, dans des systèmes bidirectionnels. Plus  
5 précisément, l'invention concerne l'optimisation globale de l'efficacité spectrale et de l'efficacité en puissance du système.

L'invention trouve des applications notamment dans le cas des systèmes point-multipoint, impliquant une station de base et plusieurs terminaux. Elle peut également être avantageusement mise en œuvre dans des liaisons point-à-point et  
10 multipoint-à-multipoint, et dans un contexte cellulaire ou non.

Le développement et la mise au point de techniques permettant notamment le transfert de données multimédia à haut débit de façon bidirectionnelle pour un grand nombre d'utilisateurs simultanément est primordial pour les générations futures de communications hertziennes. Le but recherché est de développer de nouvelles  
15 techniques de transmissions hertziennes permettant de satisfaire toujours mieux aux contraintes d'efficacité spectrale liées à la pénurie du spectre et au nombre croissant d'utilisateurs.

Une approche scientifique actuellement étudiée consiste ainsi à rechercher une combinaison optimale des techniques de modulations à porteuses multiples à  
20 grande efficacité spectrale (de type OFDM) et des techniques d'Accès Multiples par Répartition de Codes (de type CDMA), décrites par exemple par S. Hara, R. Prasad, dans l'article "Overview of multicarrier CDMA" (*IEEE Communications Magazine*, pp. 126-133, Décembre 1997).

Ces nouvelles techniques, appelées MC-CDMA ("Multi-Carrier Code  
25 Division Multiple Access"), s'appliquent aussi bien aux systèmes de radiocommunications mobiles (de type UMTS et post UMTS) qu'aux systèmes de communications à l'intérieur ou à l'extérieur des bâtiments pour en augmenter la robustesse et la capacité de transmission.

L'invention s'applique notamment à ces techniques, et plus généralement à  
30 tout système bidirectionnel utilisant des signaux à porteuses multiples de type

OFDM ("Orthogonal Frequency Division Multiplex") dans les deux sens de transmission (voie montante et voie descendante). On discute notamment, par la suite, le cas correspondant à l'utilisation de signaux de type MC-CDMA en voie montante et/ou en voie descendante. Il s'agit d'un exemple d'application, que l'on peut  
5 aisément adapter aux autres techniques basées sur une pluralité de fréquences porteuses.

Pour mémoire, on rappelle rapidement en Annexe 1, les caractéristiques principales des techniques OFDM, MC-CDMA et MC-SS-MA.

Dans le cas des systèmes mettant en œuvre plusieurs terminaux, la ressource  
10 de transmission correspondant à la voie montante (terminaux vers station de base) doit être partagée : chacun des terminaux ne dispose que d'une portion réduite de cette ressource. Cependant, les signaux produits par chacun des terminaux sont émis dans un canal de transmission présentant des perturbations spécifiques, que la station de base doit pouvoir estimer. Il doit donc y avoir autant d'estimation de canal  
15 qu'il y a de terminaux en activité.

Classiquement, l'estimation de la réponse de canal est basée, dans le cas d'un signal multiporteuse, sur l'analyse de porteuses de référence, ou pilotes, de valeur et de position dans l'espace temps/fréquence connues du récepteur.

Cette analyse permet d'obtenir une interpolation efficace. L'Annexe 2  
20 présente plus en détail ces techniques d'estimation de canal, connues en soi.

Cependant, il est nécessaire de disposer d'un nombre suffisant de pilotes. Si cela correspond à un pourcentage réduit, ou au moins acceptable, dans le cas de la voie descendante (les pilotes étant répartis sur l'ensemble de la ressource), ce n'est plus le cas sur la voie montante, où le même nombre de pilotes devrait être réparti sur  
25 chacune des portions de ressource allouée à chaque terminal.

Des exemples pratiques réalistes (voir notamment par la suite le commentaire de la figure 2) montrent, selon le nombre de terminaux, qu'une grande partie, (voire l'intégralité !), de la portion de ressource devrait être réservée aux pilotes, au détriment des données informatives à transmettre. Bien entendu, une telle solution  
30 n'est pas viable.

L'homme du métier tente de résoudre sans succès ce problème crucial depuis de nombreuses années. Il n'a pu qu'envisager de limiter le nombre de pilotes, ce qui conduit évidemment à une perte de qualité de l'estimation, dans la station de base, de la réponse des canaux montants.

5 Ce problème est d'autant plus crucial que l'homme du métier a généralement pour objectif de fournir des terminaux simples, peu coûteux à réaliser et peu consommateurs d'énergie...

L'invention a notamment pour objectif de pallier ces inconvénients de l'état de l'art.

10 Plus précisément, un objectif de l'invention est de fournir une technique de transmission bidirectionnelle multiporteuse offrant une meilleure efficacité spectrale et une meilleure efficacité en puissance.

Notamment, l'invention a pour objectif de supprimer les pilotes, ou au moins d'en réduire le nombre, sur la voie montante. En d'autres termes, un objectif de  
15 l'invention est d'augmenter la ressource d'émission disponible allouée à chaque terminal.

Un autre objectif de l'invention est de fournir une telle technique, ne nécessitant ni augmentation de la puissance d'émission, ni utilisation d'un code correcteur d'erreur renforcé (donc consommateur de ressource).

20 En particulier, un objectif de l'invention est de fournir une telle technique, permettant la réalisation de terminaux à coût de revient et à consommation acceptables, en fonction des applications.

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints à l'aide d'un procédé de transmission bidirectionnelle d'au moins un signal à porteuses  
25 multiples entre une station de base et au moins un terminal via un canal de transmission présentant au moins une voie descendante de ladite station de base vers ledit au moins un terminal et au moins une voie montante dudit au moins un terminal vers ladite station de base, portant un signal montant multiporteuse.

Selon l'invention, le procédé comprend une étape d'estimation de la fonction  
30 de transfert dudit canal de transmission, par analyse d'un signal reçu sur ladite voie

descendante, délivrant au moins une information représentative de ladite estimation, et une étape de prédistorsion d'un signal émis par ledit au moins un terminal sur ladite voie montante, en fonction de ladite information.

Ainsi, il n'est pas nécessaire d'insérer de porteuses de référence dans les signaux de la voie montante, ce qui libère une ressource importante. Cela est  
5 avantageux, en particulier dans le cas où il y a plusieurs terminaux pouvant émettre simultanément. Ce gain en efficacité est obtenu moyennant une très légère augmentation de la complexité des terminaux, qui doivent mettre en œuvre l'opération de prédistorsion. Il s'agit cependant d'une opération très simple, la  
10 réponse du canal étant déterminée par ailleurs, pour le traitement des signaux de la voie descendante.

L'invention repose sur la prise en compte de la réciprocité du canal de transmission, dans les terminaux. L'invention permet par ailleurs de simplifier fortement le traitement dans les stations de base : il n'est pas nécessaire de  
15 déterminer la réponse des différents canaux de transmission (contrairement aux techniques antérieures, qui supposent de connaître une estimation distincte de la réponse de chacun des canaux).

L'invention s'applique avantageusement aux cas où l'on met en œuvre au moins deux terminaux, ledit signal montant multiporteuse étant alors vu par ladite  
20 station de base comme un signal unique et formé par la combinaison des signaux émis par au moins certains desdits terminaux.

De façon avantageuse, ladite étape de prédistorsion met en œuvre une multiplication dudit signal émis sur ladite voie montante par l'inverse d'une estimation de ladite fonction de transfert, estimée à partir d'un signal émis par ladite  
25 station de base sur ladite voie descendante.

Selon un premier mode de réalisation préférentiel de l'invention, le procédé met en œuvre un multiplexage temporel d'un signal émis par ladite station de base sur ladite voie descendante et dudit signal montant.

Il peut notamment mettre en œuvre une transmission par salves sur ladite  
30 voie montante et/ou sur ladite voie descendante. Il s'applique également, bien sûr, aux

signaux émis en continu ou sur des durées relativement longues.

Selon un second mode de réalisation préférentiel de l'invention, le procédé met en œuvre un multiplexage fréquentiel d'un signal émis par ladite station de base sur ladite voie descendante et dudit signal montant.

- 5 Dans ce cas, les porteuses dudit signal émis par ladite station de base sur ladite voie descendante et les porteuses dudit signal montant sont avantageusement entrelacées.

Chaque signal bénéficie ainsi de l'indépendance en fréquence liée à la bande de fréquence totale occupée par l'ensemble des signaux.

- 10 Préférentiellement, ledit multiplexage met en œuvre un multiplexage d'au moins deux sous-bandes, constituées chacune d'au moins deux porteuses adjacentes, au moins une desdites sous-bandes étant allouée à ladite voie montante, et au moins une autre desdites sous-bandes étant allouée à ladite voie descendante.

- De façon avantageuse, au moins une porteuse située à la frontière entre un  
15 bloc de porteuses dudit signal montant et un bloc de porteuses dudit signal émis sur ladite voie descendante n'est pas modulée. Cela permet de mieux isoler les sous-bandes (qui peuvent présenter des puissances très différentes).

- Selon un mode de réalisation préférentiel, ledit signal émis sur ladite voie descendante sous la forme d'un signal à porteuses multiples comprend une pluralité  
20 de porteuses modulées par des éléments de référence dont la valeur et la position à l'émission sont connues desdits terminaux, appelées porteuses de référence, et d'une pluralité de porteuses modulées par des éléments de données informatifs, dont la valeur à l'émission n'est pas connue a priori desdits terminaux, appelées porteuses informatives.

- 25 Avantageusement, ledit signal montant à porteuses multiples ne comprend que des porteuses modulées par des éléments de données informatifs, dont la valeur à l'émission n'est pas connue a priori de ladite station de base, appelées porteuses informatives.

- Ainsi, selon l'invention, il n'y a pas (ou beaucoup moins), de porteuses de  
30 référence dans les signaux de la voie montante.

De façon préférentielle, ledit signal montant est formé par multiplexage fréquentiel de peignes de porteuses associés aux signaux à porteuses multiples émis par au moins certains desdits terminaux.

Dans ce cas, préférentiellement, on maximise l'espacement fréquentiel entre  
5 deux porteuses d'un signal à porteuses multiples émis par chaque terminal, sur l'intégralité de la bande de fréquence allouée à ladite voie montante, de façon à optimiser un critère d'indépendance en fréquence.

Selon un mode de réalisation avantageux, le procédé de l'invention met en œuvre un multiplexage par codes d'étalement, sur ladite voie montante et/ou sur  
10 ladite voie descendante.

Avantageusement, il met en œuvre une modulation de l'ensemble des porteuses allouées audit signal montant par au moins un signal émis par au moins un desdits terminaux, chacun desdits terminaux mettant en œuvre un code d'étalement différent.

15 Les porteuses allouées à ladite voie montante sont avantageusement organisées en au moins deux jeux de porteuses, chacun desdits terminaux se voyant alloué au moins un jeu de porteuses.

Préférentiellement, chacun desdits terminaux met en œuvre un code d'étalement sur le ou les jeux de porteuses qui lui sont attribué(s).

20 Selon différents modes de réalisation, lesdits signaux émis sur ladite voie montante appartiennent avantageusement au groupe comprenant :

- les signaux de type OFDM (en anglais "Orthogonal Frequency Division Multiplex") ;
- les signaux de type MC-CDMA (en anglais "Multi-Carrier Code Division Multiple Access" pour "Modulations à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes") ;
- 25 - les signaux de type MC-SS-MA (en anglais "MultiCarrier - Spread Spectrum - Multiple Access" pour "Modulations à porteuses multiples à étalement de spectre et à accès multiple") ;
- 30 - les signaux de type MC-DS-CDMA (en anglais



"MultiCarrier – Direct Sequence - Code Division Multiple Access" pour "Modulations à porteuses multiples à séquence directe et à accès multiple par répartition de codes") ;

- les signaux de type MT-CDMA (en anglais "MultiTone - Code Division Multiple Access" pour "Modulations multipilotes à accès multiple par répartition de codes").

5  
Selon un aspect particulier de l'invention, le procédé comprend une étape de contrôle de l'instant d'émission d'au moins certains signaux émis par lesdits terminaux sur ladite voie montante, en fonction d'au moins une caractéristique dudit canal de transmission.

10  
Avantageusement, lesdits signaux sont ainsi émis de façon à arriver de manière sensiblement synchrone à ladite station de base.

De façon préférentielle, lesdits signaux comprennent un intervalle de garde, dimensionné de façon à pouvoir absorber au moins l'étalement de la réponse impulsionnelle dudit canal sur ladite voie montante.

15  
Selon une autre approche avantageuse, lesdits signaux comprennent avantageusement un intervalle de garde, dimensionné de façon à pouvoir absorber au moins l'étalement de la réponse impulsionnelle dudit canal sur ladite voie montante et le double du temps de propagation d'un signal entre ladite station de base et le terminal le plus éloigné de ladite station de base.

20  
Il est également possible de retenir une situation intermédiaire, dans laquelle on tolère un faible niveau d'interférence, de façon à pouvoir réduire l'intervalle de garde en conséquence.

Selon un aspect particulier de l'invention, on prévoit avantageusement, pour  
25  
au moins certains symboles du signal de ladite voie montante, au moins certains desdits terminaux mettent en œuvre, en remplacement et/ou en complément de ladite prédistorsion, un traitement permettant une meilleure réception dans ladite station de base.

Ledit traitement permettant une meilleure réception comprend une  
30  
augmentation de la puissance d'émission. Il peut également s'agir d'une modification

du codage ou de la modulation utilisés.

Avantageusement, ledit traitement permettant une meilleure réception est mis en œuvre notamment en fonction de l'ancienneté de et/ou d'une information de confiance associée à ladite information représentative de l'estimation de la fonction  
5 de transfert du canal de transmission.

Selon un autre aspect avantageux de l'invention, on peut prévoir de mettre en œuvre une étape de séparation desdites voies montante et descendante, dans ladite station de base et/ou dans au moins un desdits terminaux.

Cela est notamment souhaitable lorsqu'il y a une différence de puissance  
10 importante entre le signal émis et le signal reçu, en particulier dans le cas du multiplexage fréquentiel.

Ladite étape de séparation met avantageusement en œuvre au moins un circulateur et/ou au moins un anneau hybride.

L'invention trouve des applications dans de nombreux domaines, et  
15 notamment dans les domaines appartenant au groupe comprenant :

- la radiocommunication, et notamment les systèmes de radiocommunication mobile de type UMTS et/ou post-UMTS ;
- la diffusion d'un signal de télévision numérique hertziennne avec voie de retour ;
- 20 - les réseaux locaux ;
- les liaisons bidirectionnelles point à point.

L'invention concerne également les systèmes de transmission bidirectionnelle d'un signal à porteuses multiples mettant en œuvre le procédé décrit ci-dessus.

L'invention concerne encore les terminaux de communication utilisés dans  
25 un tel système.

Un tel terminal est prévu pour émettre et recevoir au moins un signal à porteuses multiples à destination et en provenance d'une station de base, par l'intermédiaire d'un canal de transmission présentant une voie descendante de ladite station de base vers ledit terminal et une voie montante dudit terminal vers ladite  
30 station de base. Il comprend des moyens d'estimation de la fonction de transfert

dudit canal de transmission, par analyse d'un signal émis par ladite station de base sur ladite voie descendante, délivrant au moins une information représentative de ladite estimation, et des moyens de prédistorsion d'un signal à émettre sur ladite voie montante, en fonction de ladite information.

5            Enfin, l'invention concerne les signaux à porteuses multiples mis en œuvre dans un tel procédé ou un tel système.

          Ce signal est véhiculé par l'intermédiaire d'un canal de transmission bidirectionnel présentant au moins une voie descendante d'une station de base vers au moins un terminal et au moins une voie montante d'un desdits terminaux vers  
10    ladite station de base, portant un signal montant multiporteuse, vu par ladite station de base comme un signal unique et formé par la combinaison des signaux émis par au moins un desdits terminaux. Il comprend un multiplex fréquentiel d'un signal émis par ladite station de base sur ladite voie descendante et dudit signal montant, lesdits signaux émis par ledit au moins un terminal étant prédistordus préalablement  
15    à leur émission en fonction d'au moins une information représentative d'une estimation de la fonction de transfert dudit canal de transmission, déterminée à partir dudit signal émis sur ladite voie descendante.

          D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante de modes de réalisation préférentiels de l'invention, donnés à titre de simples exemples illustratifs et non limitatifs, et des  
20    dessins annexés parmi lesquels :

- la figure 1 présente un schéma de principe, connu en soi, d'un modulateur MC-CDMA et d'un terminal correspondant, en voie descendante, tel que discuté en Annexe 1 ;
- 25        -        la figure 2 illustre un système à liaisons bidirectionnelles, comprenant une station de base et trois terminaux (à titre d'exemple simplifié) ;
- la figure 3 est un synoptique général d'un terminal du système de la figure 2, mettant en œuvre l'invention ;
- la figure 4 illustre la synchronisation temporelle des signaux  
30        échangés dans un système selon la figure 2, dans le cas d'un

multiplexage en temps et d'une transmission par salves de durée égale à un symbole ;

- la figure 5 présente un premier exemple de multiplexage en fréquence des voies montante et descendante, pouvant être mis en œuvre par le système de la figure 2 ;
- la figure 6 présente un deuxième exemple de multiplexage en fréquence des voies montante et descendante, pouvant être mis en œuvre par le système de la figure 2 ;
- la figure 7 illustre un dispositif RF pouvant être mis en œuvre pour isoler les signaux reçus et les signaux émis, dans un terminal selon l'invention ;
- la figure 8 illustre la synchronisation temporelle des signaux, dans le cas du multiplexage en fréquence ;
- la figure 9 est un exemple particulier de distribution des sous-porteuses des signaux montant et descendant, dans le cas d'un multiplexage en temps selon le principe général illustré en figure 4 ;
- la figure 10 est un exemple particulier de distribution des sous-porteuses des signaux montant et descendant, dans le cas d'un multiplexage en fréquence.

## 1. système à liaisons bi-directionnelles

Le principe d'un système utilisant des liaisons bi-directionnelles est illustré en figure 2.

Ce schéma peut aussi bien correspondre à une cellule d'un réseau cellulaire radio-mobile reliant une station de base 21 aux différents terminaux mobiles 22<sub>1</sub> à 22<sub>3</sub>, qu'à la diffusion, par exemple d'un signal de télévision numérique hertzienne à destination de plusieurs récepteurs 22<sub>1</sub> à 22<sub>3</sub>, avec mise en œuvre d'une voie de retour. Mais il peut également représenter une simple liaison bi-directionnelle point à point avec dans ce cas un seul utilisateur.

La longueur L correspond à la distance maximale entre la station de base 21 et un utilisateur communiquant avec cette station.

Les quantités  $H_{j,k}^{l,D}$  et  $H_{j,k}^{l,M}$  représentent la réponse fréquentielle du canal pour la porteuse  $k$  et le symbole  $j$  pour respectivement la voie descendante (D) et la voie montante (M) relatives à l'utilisateur  $l$ .

Le signal généré en voie descendante est diffusé vers tous les utilisateurs. Ce signal peut être un signal de type OFDM comme pour la télévision numérique hertzienne ou un signal de type MC-CDMA. Dans ce dernier cas, la séparation des signaux destinés aux différents utilisateurs est effectuée grâce aux codes d'étalement différents affectés aux différents utilisateurs. Plus généralement, il peut s'agir d'un signal multiporteuse de tout type.

## 10 2. le problème de l'estimation de canal

En voie descendante, les estimations  $\hat{H}_{j,k}^{l,D}$  des réponses du canal sont obtenues dans chaque terminal 22<sub>1</sub> à 22<sub>3</sub> grâce aux porteuses de référence insérées dans le signal généré par la station de base. Comme le signal descendant est un signal diffusé, un seul jeu de  $N_{ref}$  porteuses de référence est nécessaire pour l'estimation de la réponse des différents canaux en voie descendante.

En revanche, en voie montante, la solution généralement proposée pour obtenir les estimations  $\hat{H}_{j,k}^{l,M}$  des réponses des  $N_u$  canaux différents consiste à insérer un ensemble de  $N_u$  jeux de  $N_{ref}$  porteuses de référence. Cette solution fortement contraignante a pour conséquence de diminuer fortement l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance de la voie montante.

En effet, dans le cas d'un multiplexage fréquentiel des différents peignes de porteuses constituant les différents signaux, si on considère qu'il est nécessaire d'insérer par exemple une sous-porteuse de référence toutes les 12 sous-porteuses pour chaque signal et pour tous les symboles comme cela est fait en voie descendante pour la télévision numérique hertzienne, la diffusion de  $N_u = 12$  signaux différents en voie montante conduit à utiliser toutes les sous-porteuses disponibles.

## 3. principe général de l'invention

L'invention a donc notamment pour objectif de proposer une solution permettant d'obtenir une estimation de la réponse fréquentielle des différents canaux de la voie montante sans pour cela insérer de porteuses de références dans le

multiplex des signaux émis par les terminaux. Un gain en efficacité spectrale et en efficacité en puissance est ainsi globalement obtenu.

On utilise pour cela la propriété de réciprocité du canal selon laquelle, à tout moment et pour toutes les fréquences, la réponse d'un canal lors de la transmission d'un point A à un point B est strictement identique à la réponse de ce même canal lors de la transmission au même instant et à la même fréquence du point B au point A.

Autrement dit, les quantités  $H_{j,k}^{I,D}$  et  $H_{j,k}^{I,M}$  relatives à l'utilisateur 1 sont strictement identiques pour toutes les porteuses k et tous les symboles j. Le principe général de l'invention consiste donc à utiliser dans chaque terminal le résultat de l'estimation du canal descendant réalisée grâce à l'insertion des sous- porteuses de références dans le signal descendant pour ensuite effectuer une prédistorsion des signaux émis par les terminaux afin de compenser par anticipation la distorsion d'amplitude et de phase introduite par le canal montant.

Ce principe est illustré par la figure 3, qui présente un schéma synoptique d'un terminal 22, selon l'invention.

Classiquement, il comprend une antenne bidirectionnelle 31 reliée à un duplexeur ou commutateur 32, qui dirige le signal reçu vers un démodulateur OFDM 33. Ce dernier applique une FFT directe sur le signal reçu, pour délivrer les échantillons  $R_{j,k}$  qui alimentent d'une part un égaliseur 34 et d'autre part un estimateur de canal 35.

L'estimation de canal  $H_{j,k}$  est dirigée d'une part vers l'égaliseur 34 et d'autre part, selon l'invention, vers un module de prédistorsion 36.

Cette estimation de canal est donc effectuée sur le signal descendant grâce à l'insertion des sous-porteuses de référence. Elle permet d'obtenir les quantités  $H_{j,k}^{I,D}$  pour les sous-porteuses de référence selon la technique explicitée en Annexe 2. L'estimation des quantités  $H_{j,k}^{I,D}$  pour toutes les porteuses k et tous les symboles j est ensuite obtenue en mettant en œuvre des techniques d'interpolation selon les axes fréquentiel et temporel.

Les symboles  $S_{j,k}$  à transmettre sur le canal montant sont ensuite multipliés

par les quantités  $1/H_{j,k}^{I,D}$  dans le module 36 de prédistorsion, avant d'être présentés à l'entrée du modulateur OFDM 37, qui met en œuvre une FFT inverse, et transmis sur la voie montante.

Dans la station de base, la détection du signal émis en voie montante peut alors être réalisée très simplement comme si la transmission avait eu lieu à travers un canal gaussien. En particulier, elle ne nécessite pas de connaître la réponse du canal montant. En effet, vu du récepteur de la station de base, tout se passe comme si toutes les quantités  $H_{j,k}^{I,M}$  étaient égales à 1 (ou très proches de 1).

#### 4. Premier mode de réalisation : multiplexage en temps des voies montante et descendante

La première variante de l'invention repose sur un accès au canal partagé dans le temps entre la voie descendante et la voie montante. Dans ce cas, les sous-porteuses constituant le multiplex descendant occupent toute la bande de fréquences du canal. Le signal descendant comprend des sous-porteuses de référence permettant d'obtenir dans chaque terminal une estimation de la réponse fréquentielle du canal.

Ainsi, dans chaque terminal et pour chaque symbole  $j$ , les différentes quantités  $\hat{H}_{j,k}^{I,D}$  sont obtenues en utilisant des techniques d'interpolation selon les axes temporel et fréquentiel.

Le signal montant, quant à lui, est par exemple composé du multiplexage des sous-porteuses des différents signaux émis par les terminaux, mais ne comprend pas de sous-porteuses de référence. Les différentes sous-porteuses constituant le signal montant peuvent ainsi être orthogonales pour peu que les fréquences des oscillateurs de transposition en radiofréquence des signaux générés par les différents terminaux soient identiques.

Sachant que le canal est réciproque et à la condition que le temps de cohérence  $t_{coh}$  du canal soit suffisamment supérieur à la durée d'un symbole OFDM, il est possible de compenser par anticipation la distorsion d'amplitude et de phase introduite par le canal montant en multipliant les échantillons présentés à l'entrée du module FFT par les quantités  $1/H_{j,k}^{I,D}$  qui viennent juste d'être estimées grâce au

signal descendant.

En réception, dans la station de base, la démodulation est effectuée en appliquant une FFT au signal global constitué de la somme des signaux montants. Dans ce cas, l'accès au canal est partagé dans le temps selon la technique du "ping-pong", un symbole ou quelques symboles OFDM étant émis par salve sur chaque

5 voie selon le principe illustré à la figure 4.

Sur cette figure 4, qui illustre la synchronisation temporelle des signaux dans le cas d'un multiplexage en temps et d'une transmission par salves de durée égale à un symbole, on considère un terminal 2 situé très près de la station de base et un

10 terminal 1 situé à la distance L maximale correspondant à la limite de la zone couverte par cette station de base.

On a donc représenté :

- 41 : le signal émis par la station de base ;
- 42 : le signal reçu par le terminal 2 ;
- 15 - 43 : le signal émis par le terminal 2 ;
- 44 : le signal reçu par la station du terminal 2 ;
- 45 : le signal reçu par le terminal 1 ;
- 46 : le signal émis par le terminal 1 ;
- 47 : le signal reçu par la station du terminal 1.

20 Soit T le temps mis par le signal pour parcourir la distance L. Les différents signaux sont émis par la station de base en même temps et de façon synchrone. Le terminal 2 reçoit le signal émis instantanément alors que le terminal 1 le reçoit avec un décalage de T. Ces signaux sont ensuite traités en un temps T1 permettant d'obtenir les estimations  $H_{j,k}^{1,D}$  qui sont utilisées pour effectuer une prédistorsion du

25 signal émis selon le principe déjà explicité.

Les signaux sont ensuite émis par les terminaux. La durée d'un symbole vaut  $\Delta + t_s$ , où  $\Delta$  est la durée de l'intervalle de garde et  $t_s$  la durée utile d'émission des données formant le symbole. Le signal émis par le terminal 2 est reçu instantanément par la station de base alors que le signal émis par le terminal 1 est

30 reçu avec un nouveau décalage de T. Toutefois, si l'intervalle de garde  $\Delta$  est plus



grand que  $2T + \tau_{\max}$  où  $\tau_{\max}$  est égal à l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal montant, les différents signaux reçus restent orthogonaux.

Dans le but d'utiliser un intervalle de garde le plus court possible tout en cherchant à obtenir une orthogonalité parfaite entre les différents signaux générés en  
 5 voie montante, il est possible d'émettre sur la voie montante ces signaux de telle façon qu'ils arrivent à la station de base (au moins pratiquement) en même temps. Dans ce cas, l'intervalle de garde devra simplement être dimensionné de telle façon à pouvoir absorber l'étalement  $\tau_{\max}$  de la réponse impulsionnelle du canal montant.

Dans le cas représenté sur la figure 4, les échanges ont lieu à raison d'un  
 10 symbole émis à chaque fois et sur chaque voie. Il en résulte que pour un aller-retour correspondant à la transmission de deux symboles de durée  $2\Delta + 2t_s$ , le canal n'est en quelque sorte pas "utilisé" pendant un pourcentage du temps égal à  $(2T + T_1)/(2\Delta + 2t_s)$ .

Dans le but de diminuer relativement cette dernière quantité, il est possible  
 15 d'émettre sur chaque voie des salves de quelques symboles. Dans ce cas, le récepteur estimera la réponse du canal en s'appuyant principalement sur les sous-porteuses de référence du dernier symbole reçu, mais il pourra également exploiter l'information portée par les sous-porteuses de référence des symboles précédents de la salve descendante.

20 Comme précédemment, et pour chaque terminal  $l$ , la distorsion d'amplitude et de phase introduite par le canal montant est ensuite compensée par anticipation en multipliant les échantillons de chaque symbole de la salve montante par les quantités  $1/H_{j,k}^{l,D}$  qui viennent juste d'être estimées.

Les quantités  $1/H_{j,k}^{l,D}$  appliquées aux différents symboles de la salve  
 25 montante peuvent être identiques ou non d'un symbole à l'autre. Dans le cas où elles sont identiques et en présence d'un canal non stationnaire, la prédistorsion représentée par ces quantités  $1/H_{j,k}^{l,D}$  est moins bien adaptée aux symboles transmis à la fin de la salve montante, la réponse du canal ayant entre temps évoluée. Il en découle un écart entre la prédistorsion idéale et la prédistorsion appliquée, écart qui  
 30 augmente progressivement du premier symbole au dernier symbole de la salve

montante.

Pour compenser ce phénomène, une solution consiste à générer chaque symbole de la salve montante avec une puissance qui dépend du rang dudit symbole dans la salve. La puissance d'émission légèrement plus élevée attribuée aux symboles transmis en fin de salve permet alors de compenser en partie la prédistorsion non optimisée appliquée à ces dits symboles.

Il est également possible d'agir, en complément ou comme alternative, sur le rendement du codage et/ou la modulation utilisés.

Le choix de la longueur des salves exprimée en nombre de symboles sera bien évidemment optimisé en fonction notamment de la cohérence temporelle du canal, de la longueur des symboles, des contraintes liées au réseau, des débits à transmettre, des constellations et des techniques de codage utilisés,...

#### **5. Second mode de réalisation : multiplexage en fréquence des voies montante et descendante**

Une seconde variante de l'invention consiste à former un multiplex global de sous-porteuses orthogonales composé du signal émis en voie descendante par la station de base et des signaux émis en voie montante par les différents utilisateurs. Les sous-porteuses composant les différents signaux émis par les terminaux en voie montante sont entrelacées avec les sous-porteuses constituant le signal descendant émis par la station de base.

Les différentes porteuses constituant le signal global peuvent ainsi être orthogonales pour peu que les fréquences des oscillateurs de transposition des signaux générés par les différents terminaux et la station de base soient identiques.

Dans chaque terminal et pour chaque symbole  $j$ , une estimation de la réponse fréquentielle du canal est effectuée en s'appuyant sur les sous-porteuses de référence insérées dans le multiplex de la voie descendante. Ainsi les différentes quantités  $H_{j,k}^{i,v}$  sont obtenues pour chaque symbole  $j$  et pour toutes les sous-porteuses formant le signal montant ou descendant.

Comme précédemment, sachant que le canal est réciproque et à la condition que le temps de cohérence  $t_{coh}$  du canal soit suffisamment supérieur à la durée d'un

symbole OFDM, il est possible de compenser par anticipation la distorsion d'amplitude et de phase qui va être introduite par le canal montant en multipliant les échantillons avant la fonction FFT par les quantités  $1/H_{j,k}^{I,D}$  égales à l'inverse de la réponse fréquentielle du canal qui vient d'être estimée grâce au signal de la voie descendante.

En réception, dans la station de base, la démodulation est effectuée en appliquant une FFT au signal global constitué de la somme des signaux émis par les terminaux. Pour cette première variante, les signaux émis en voie descendante et en voie montante ont accès au canal de transmission en permanence et donc en même temps.

La figure 5 illustre l'exemple d'un multiplexage en fréquence entre les deux voies, voie montante 51 et voie descendante 52, au niveau de la sous-porteuse.

Il est bien évidemment possible de regrouper au sein d'un "bloc" un certain nombre de sous-porteuses d'une voie et d'effectuer le multiplexage entre les deux voies par blocs de sous-porteuses, comme l'illustre la figure 6, sur laquelle on a également représenté la voie descendante 61 et la voie montante 62.

Comme précédemment, les différentes quantités  $\hat{H}_{j,k}^{I,D}$  sont obtenues pour chaque symbole  $j$  et pour toutes les sous-porteuses formant le signal montant ou descendant.

Par ailleurs, il est possible de ne pas moduler une voire deux (ou plus) sous-porteuses situées à la frontière entre un bloc de sous-porteuses utilisé en voie descendante et un bloc de sous-porteuses utilisé en voie montante. Ceci peut permettre de limiter l'interférence interporteuse entre les deux voies lorsque les puissances des signaux montant et descendant sont fortement différentes ou lorsque les fréquences des oscillateurs de transposition ne sont pas strictement identiques.

Cette seconde possibilité utilisant le multiplexage en fréquence des voies montante et descendante peut notamment être envisagée lorsque le rapport (au niveau du terminal comme de la station de base) entre la puissance du signal émis et la puissance du signal reçu n'est pas trop élevé.

Ce problème lié au rapport des puissances des signaux émis et reçus en un

point donné (terminal ou station de base) peut être fortement atténué en utilisant par exemple des dispositifs à base de duplexeurs qui sont mis en œuvre lorsqu'on souhaite utiliser la même antenne à l'émission et à la réception dans un système radar par exemple.

5           Le schéma de principe d'une autre solution possible à base de deux circulateurs actifs 71 et 72 offrant une isolation d'environ 30 dB (soit un rapport 1000) et d'un anneau hybride (coupleur à  $180^\circ$ ) 73 est présentée en figure 7.

          Dans ce dispositif, le circulateur 71 délivre donc un signal de puissance  $S_2 + S_1/1000$ , et le circulateur 72 délivre un signal de puissance  $S_1/1000$ , où  $S_1$   
10   représente la puissance du signal à émettre et  $S_2$  la puissance du signal reçu. Le coupleur à  $180^\circ$  73, réalisé à partir d'un anneau hybride en technologie micro ruban, permet de retrancher le signal à émettre de puissance  $S_1$  atténué de 30 dB (soit  $S_1/1000$ ) du signal composite (de puissance  $S_2 + S_1/1000$ ) généré en sortie du premier circulateur. Il est ainsi possible d'obtenir un signal reçu de puissance  $S_2$   
15   relativement "propre".

          Dans le but de préserver l'orthogonalité (aussi bien au niveau de la station de base que des terminaux) entre les différents signaux générés en voie montante et en voie descendante, il est possible de dimensionner en conséquence l'intervalle de  
garde conformément à la figure 8.

20           Sur cette figure 8, on présente :

- 81 :   signal reçu par le terminal 2 ;
- 82 :   signal émis par le terminal 2 ;
- 83 :   signal reçu par le terminal 1 ;
- 84 :   signal émis par le terminal 1 ;
- 25   -       85 :   signal reçu par la station de base depuis le terminal 2 ;
- 86 :   signal reçu par la station de base depuis le terminal 1.

          On considère comme précédemment un terminal 2 situé très près de la station de base et un terminal 1 situé à la distance  $L$  maximale correspondant à la limite de la zone couverte par cette station de base. Soit  $T$  le temps mis par le signal  
30   pour couvrir cette longueur  $L$ . Les différents signaux sont émis par la station de base

en même temps et de façon synchrone. Le terminal 2 le reçoit instantanément alors que le terminal 1 le reçoit avec un décalage de  $T$ .

Chaque terminal peut émettre ces signaux en se synchronisant sur les signaux reçus. Les quantités  $H_{j,k}$  estimées sur le signal reçu sont utilisées pour  
5 effectuer une prédistorsion du signal émis selon le principe déjà explicité avec un décalage qui peut être par exemple de deux symboles.

Dans le cas d'un multiplexage en fréquence des signaux montant et descendant, il y a dans chaque terminal une orthogonalité parfaite entre les deux  
peignes de porteuses pour peu que les fréquences des oscillateurs de transposition  
10 utilisés dans la station de base et dans les terminaux soient identiques.

Au niveau de la station de base, le signal émis par le terminal 1 est reçu instantanément et le signal émis par le terminal 2 est reçu avec un décalage supplémentaire de  $T$ . Cependant, si l'intervalle de garde  $\Delta$  est plus grand que  
 $2T + \tau_{\max}$  où  $\tau_{\max}$  est égal à l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal  
15 montant, les différents signaux reçus par la station de base ainsi que les signaux émis par cette même station restent orthogonaux.

Comme précédemment et dans le but d'utiliser un intervalle de garde le plus court possible tout en cherchant à obtenir une orthogonalité parfaite entre les différents signaux générés en voie montante, il est possible d'émettre sur la voie  
20 montante ces signaux de telle façon qu'ils arrivent à la station de base en même temps. Dans ce cas, l'intervalle de garde devra simplement être dimensionné de telle façon à pouvoir absorber l'étalement  $\tau_{\max}$  de la réponse impulsionnelle du canal montant.

## 6. Constitution de la voie montante

25 Concernant la composition du signal global généré en voie montante, différentes solutions sont possibles aussi bien dans le cas du multiplexage temporel que fréquentiel. Deux d'entre elles sont ici décrites succinctement à titre d'exemples non limitatifs.

### 6.1 Solution A :

30 Le signal global est obtenu en multiplexant fréquemment les différents

"peignes" de sous-porteuses des signaux OFDM des différents utilisateurs.

Dans ce cas, ces différents peignes seront de préférence entrelacés afin que chaque signal puisse bénéficier de l'indépendance en fréquence liée à la bande totale occupée. En outre, le peigne résultant de la voie montante est également entrelacé  
5 avec le peigne du signal descendant lorsque la solution du multiplexage fréquentiel des deux voies montante et descendante est choisie.

Les signaux émis par les différents utilisateurs en voie montante peuvent être par exemple du type "OFDM" ou du type MC-SS-MA. Dans ce dernier cas, chaque utilisateur peut transmettre sur son multiplex différentes données étalées par des  
10 codes différents conformément au principe exposé en Annexe 1.

#### 6.2 Solution B :

Le signal généré en voie montante peut être également du type MC-CDMA. Dans ce cas, tous les signaux générés par les différents utilisateurs modulent l'ensemble des sous-porteuses dédiées à la voie montante, chaque terminal utilisateur  
15 utilisant un code d'étalement différent.

En outre, comme précédemment, si la solution du multiplexage fréquentiel des deux voies montante et descendante est choisie, les peignes de sous-porteuses des voies montante et descendante sont entrelacés.

### 7. Présentation d'exemples numériques particuliers

20 Les exemples détaillés ci-après peuvent correspondre au cas d'un réseau utilisant la technique MC-CDMA en voie descendante et la technique MC-SS-MA en voie montante. Cependant, le signal descendant peut être également un signal OFDM "classique" diffusant un programme donné à tous les utilisateurs. En voie montante, le signal résultant peut également être un signal OFDM classique  
25 constitué du multiplexage fréquentiel des signaux OFDM émis par les différents utilisateurs sur une voie de retour.

#### 7.1 Première possibilité : multiplexage en temps :

Le signal diffusé de la station de base vers les terminaux comprend  $N = 72$  porteuses dont  $N_p = 8$  porteuses de référence. Il y a donc  $N_d = L_c = 64$  porteuses  
30 dites "utiles" qui transmettent les flux de données destinées aux différents

utilisateurs, ces données ayant été au préalable, dans le cas d'un signal MC-CDMA, étalées dans le domaine fréquentiel en utilisant un code d'étalement de longueur  $L_c = 64$  propre à chaque utilisateur  $l$ .

Les signaux destinés aux différents utilisateurs sont synchrones et on utilise  
5 alors par exemple des codes d'étalement orthogonaux tels que les codes de Walsh-Hadamard ou de Golay. Le signal est généré en utilisant une FFT inverse à 128 points complexes.

Le nombre d'utilisateurs  $N_u$  ou de signaux différents en voie descendante peut donc varier de 1 à 64. En réception, dans le récepteur mobile de l'utilisateur  $l$ ,  
10 l'estimation de la réponse du canal correspondant aux quantités  $H_{j,k}^{l,D}$  est effectuée en s'appuyant sur les porteuses de référence insérées dans le multiplex. On obtient ainsi dans chaque terminal, conformément à ce qui a déjà été décrit, une estimation de la réponse fréquentielle du canal pour toutes les porteuses  $k$  de tous les symboles  $j$ . Le signal peut ainsi être démodulé et détecté.

15 Les multiplex des sous-porteuses constituant les signaux montant et descendant sont représentés sur la figure 9. Les bandes de fréquences occupées par les deux voies sont identiques. Les échanges en voie montante 92 et descendante 91 se font par salves de un ou plusieurs symboles.

En voie montante 92, chaque terminal peut envoyer un signal de type OFDM  
20 classique ou de type MC-SS-MA comprenant 8 porteuses utiles. Avant transmission dans le cas d'un signal MC-SS-MA, jusqu'à 8 données différentes pour chaque utilisateur peuvent être étalées par des codes d'étalement orthogonaux de longueur  $L_c = 8$ . Dans cet exemple, neuf terminaux différents peuvent ainsi être actifs formant un multiplex de 72 sous-porteuses.

25 Afin que chacun des signaux bénéficie de l'indépendance en fréquence liée à la bande totale occupée, les différents multiplex OFDM ou MC-SS-MA sont de préférence entrelacés, conformément à la figure 9.

Dans le but de compenser par anticipation la distorsion d'amplitude et de phase qui affectera le signal lors de la transmission du terminal  $l$  vers la station de  
30 base, les échantillons générés sont multipliés dans chaque terminal avant la fonction

FFT inverse par les quantités  $1/H_{j,k}^{l,D}$  égales à l'inverse de la réponse fréquentielle du canal qui vient d'être estimée grâce au signal de la voie descendante. On utilise ainsi le fait que sous certaines conditions, le canal peut être considéré comme invariant pendant deux durées symboles OFDM.

- 5            Cette prédistorsion permet de ne pas avoir à insérer de porteuses pilotes dans le signal montant pour l'estimation de canal. Ainsi, l'efficacité spectrale et l'efficacité en puissance du système sont optimisées.

Pour cet exemple, la dimension des différentes fonctions FFT directe et inverse effectuées aussi bien dans le terminal que dans la station de base est donc de  
10    128, un certain nombre de porteuses étant forcées à zéro sur les bords du spectre.

#### 7.2    *Seconde possibilité : multiplexage en fréquence :*

Un exemple de disposition des sous-porteuses constituant les signaux montant 101 et descendant 102 est représenté sur la figure 10. Les multiplex des deux voies montante et descendante sont entrelacés par blocs.

- 15            Le signal diffusé de la station de base vers les terminaux comprend comme précédemment  $N = 72$  porteuses dont  $N_p = 8$  porteuses de référence. Il y a donc  $N_d = L_c = 64$  porteuses dites "utiles" qui transmettent les flux de données destinées aux différents utilisateurs. Le signal est généré en utilisant une FFT inverse à 256 points.

En voie montante 101, chaque terminal peut envoyer un signal de type  
20    OFDM classique ou de type MC-SS-MA comprenant 8 porteuses utiles. Avant transmission dans le cas d'un signal MC-SS-MA, jusqu'à 8 données différentes pour chaque utilisateur peuvent être étalées par des codes d'étalement orthogonaux de longueur  $L_c = 8$ .

- Dans cet exemple, huit terminaux différents peuvent ainsi être actifs formant  
25    un multiplex de 64 sous-porteuses généré en utilisant cependant une FFT inverse à 256 points. Le nombre total de sous-porteuses est égal à  $72 + 64 = 136$ , ce qui signifie que de chaque côté du spectre 60 sous-porteuses ne sont pas modulées.

Selon le principe déjà explicité, les quantités  $H_{j,k}^{l,D}$  sont estimées pour toutes  
les sous-porteuses de la voie montante et de la voie descendante grâce aux porteuses  
30    de référence du signal descendant. Les échantillons générés sont ensuite multipliés



dans chaque terminal avant la fonction FFT inverse par les quantités  $1/H_{j,k}^{I,D}$  égales à l'inverse de la réponse fréquentielle du canal qui vient d'être estimée.

- 5 Dans le cas où on souhaite disposer d'un plus grand nombre de signaux pour la voie montante, le nombre de sous-porteuses consacrées à la voie montante peut être porté à  $21 \times 8 = 168$  pour 21 utilisateurs. Si le nombre de sous-porteuses affectées à la voie descendante reste égal à  $64 + 8 = 72$ , le nombre total s'élève à 240 sous-porteuses. Dans ce cas, la dimension des différentes fonctions FFT directe et inverse reste égale à 256. Sur chaque côté du spectre, 8 sous-porteuses ne sont alors pas modulées.

## ANNEXE 1

### Description de quelques techniques de transmission multiporteuse

#### 1. Description du signal reçu dans le cas d'une modulation OFDM

Un modulateur OFDM transmet un symbole différent sur chaque sous-  
 5 porteuse du multiplex. Ces symboles appartiennent à un alphabet donné définissant  
 la modulation utilisée. Ainsi, on appellera  $S_{j,k}$  le symbole transmis sur la sous-  
 porteuse  $k$  du symbole OFDM  $j$ .

Si la durée de l'intervalle de garde est plus longue que l'étalement de la  
 réponse impulsionnelle du canal et si ce dernier varie lentement par rapport à la  
 10 durée d'un symbole OFDM, l'effet du canal sur la sous-porteuse  $k$  du symbole  
 OFDM  $j$  peut être posé égal à  $H_{j,k} = \rho_{j,k} e^{i\theta_{j,k}}$  sur toute la durée de ce symbole. En  
 réception, le signal généré en sortie du module réalisant la fonction de FFT peut  
 alors s'écrire pour la sous-porteuse  $k$  du symbole OFDM  $j$  :

$$15 \quad R_{j,k} = H_{j,k} S_{j,k} + n_{j,k}$$

où  $n_{j,k}$  est le terme de bruit.

#### 2. Description d'un système MC-CDMA

La technique de modulation MC-CDMA étant encore aujourd'hui moins  
 20 connue que la technique OFDM classique, on rappelle ici brièvement son principe,  
 en relation avec la figure 1, qui présente un schéma de principe d'un émetteur MC-  
 CDMA 11 et d'un récepteur 12 d'un utilisateur, en voie descendante.

Dans le modulateur MC-CDMA 11 représenté sur la figure 1, et connu en  
 lui-même, le flux de données est tout d'abord étalé dans le domaine fréquentiel en  
 25 utilisant un code d'étalement, puis transmis sur les différentes sous-porteuses du  
 multiplex OFDM.

Le produit d'une fraction de chaque donnée d'origine par un chip du code  
 d'étalement de longueur  $L_c$  est ainsi transmis par chacune des  $N$  sous-porteuses.  
 Ainsi chaque symbole  $x'_l$  affecté à l'utilisateur  $l$  (avec  $l = 1, \dots, L_c$ ) et transmis durant

le symbole OFDM  $j$ , est multiplié par son code d'étalement spécifique  $C_l = [c_l^1, c_l^2, \dots, c_l^{L_c}]^T$  de longueur  $L_c$  où  $[ ]^T$  signifie vecteur transposé.

La figure 1 représente donc le schéma du modulateur global 11 et du récepteur 12 de l'utilisateur 1 dans le cas de la voie descendante d'un réseau. Les différentes données  $x_l^j$  destinées aux différents utilisateurs  $l$  sont multipliées de façon synchrone par leur code d'étalement (111), sommées (112) puis réparties distribuées en fréquence (113) et entrelacées (114) afin d'obtenir un signal résultant qui est présenté à l'entrée du modulateur OFDM 115.

Ce dernier réalise les opérations de Transformée de Fourier inverse et d'ajout de l'intervalle de garde. Le nombre maximum d'utilisateurs pouvant ainsi être multiplexés est égal à la longueur  $L_c$  des codes d'étalement. Sur cette figure l'indice temporel  $j$  n'est pas indiqué afin de ne pas alourdir les notations.

Le vecteur des symboles transmis durant le  $j^{ème}$  symbole MC-CDMA par tous les utilisateurs peut s'écrire  $X_j = [x_1^j, x_2^j, \dots, x_p^j, \dots, x_{L_c}^j]^T$  avec  $x_l^j = 0$  quand l'utilisateur  $l$  n'est pas actif. La matrice des codes  $C$  est alors égale à :

$$C = \begin{bmatrix} c_1^1 & c_1^2 & \dots & c_1^{L_c} \\ c_2^1 & c_2^2 & \dots & c_2^{L_c} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_{L_c}^1 & c_{L_c}^2 & \dots & c_{L_c}^{L_c} \end{bmatrix}$$

où le  $l^{ème}$  vecteur colonne de  $C$  correspond au code d'étalement  $C_l$  de l'utilisateur  $l$ .

Dans le cas d'une liaison descendante où les différents signaux s'adressant aux différents utilisateurs sont émis de façon synchrone, les codes utilisés sont généralement choisis orthogonaux, ce qui permet d'obtenir en réception une meilleure réjection des interférences entre utilisateurs.

Ainsi, avec des codes de Walsh-Hadamard, le nombre maximal d'utilisateurs  $N_u$  est égal au nombre de chips par code. Généralement, le nombre  $L_c$  de chips du code d'étalement est choisi égal au nombre  $N$  de sous-porteuses mais des variantes sont possibles pour mieux dimensionner le signal généré vis à vis des conditions de transmission (canal 13, aspect cellulaire...).

### 3. les techniques de détection en MC-CDMA

Dans un récepteur MC-CDMA 12, le désétalement 121 est réalisé dans le domaine fréquentiel après l'opération de Transformée de Fourier Directe mise en œuvre dans le démodulateur OFDM 122. Ce dernier  
 5 alimente d'une part un module d'estimation de canal 123 et, par l'intermédiaire d'un module de dés entrelacement 124, un module d'égalisation 125, qui tient compte de l'estimation de la réponse du canal. Après remise en série 126 des échantillons, on procède donc au désétalement 121, puis au décodage, par seuillage 127.

10 L'utilisation de codes orthogonaux, tels que les codes de Walsh-Hadamard dans le cas d'un système synchrone, garantit dans un canal gaussien l'absence d'interférences d'accès multiple.

En revanche, lors d'une transmission dans un canal 13 sélectif en fréquence, l'orthogonalité entre les codes est détruite ce qui crée des interférences entre  
 15 utilisateurs. Dans l'hypothèse où la durée de l'intervalle de garde est plus longue que l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal, et que celui-ci varie lentement par rapport à la durée du symbole, l'effet du canal sur la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse peut être estimé sur toute la durée du symbole  $j$  par une composante complexe notée  $H_{j,k} = \rho_{j,k} e^{i\theta_{j,k}}$ .

20 Dans ce cas, la matrice du canal est diagonale et égale sur toute la durée du symbole  $j$  à :

$$H_j = \begin{bmatrix} H_{j,1} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & H_{j,2} & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & H_{j,N} \end{bmatrix}$$

En notant  $N_j = [n_{j,1}, n_{j,2}, \dots, n_{j,N}]^T$  le vecteur représentant les termes de bruit et  $n_{j,k}$  le terme de bruit affectant la  $k^{\text{ème}}$  sous-porteuse de variance  $\sigma_n^2 = E(|n_{j,k}|^2)$ ,  
 25  $k = 1, \dots, N$ , le vecteur généré en sortie de la FFT durant le symbole  $j$  est alors :

$$R_j = [R_{j,1}, R_{j,2}, \dots, R_{j,N}]^T = H_j C X_j + N_j$$

Les techniques de détection mono-utilisateur consistent à détecter le signal utile sans prendre en compte l'interférence entre utilisateurs. Après l'opération de Transformée de Fourier Directe, le signal reçu est égalisé dans le domaine fréquentiel en multipliant chaque symbole reçu par un coefficient  $g_{j,k}$  propre à chaque sous-porteuse, dans le but de compenser l'atténuation  $\rho_{j,k}$  et le déphasage  $\theta_{j,k}$  introduits par le canal à la fréquence considérée. Les différentes méthodes de détection mono-utilisateurs sont les suivantes (liste non exhaustive) :

- Maximum Ratio Combining (MRC) : la méthode MRC est optimale vis à vis du taux d'erreurs dans le cas où un seul utilisateur est actif. Elle consiste à multiplier chaque symbole par la réponse complexe conjuguée du canal :

$$G_{j,k} = H_{j,k}^*$$

- Equal Gain Combining (EGC) : la technique de détection EGC corrige uniquement la distorsion de phase du canal :

$$G_{j,k} = H_{j,k}^* / |H_{j,k}|$$

- Orthogonality Restoring Combining (ORC) ou Zero Forcing (ZF) : la technique ORC permet d'éliminer intégralement l'interférence entre utilisateurs en restituant l'orthogonalité entre les différents codes d'étalement. Dans ce cas, les coefficients sont égaux à :

$$G_{j,k} = 1 / H_{j,k} = H_{j,k}^* / |H_{j,k}|^2$$

- Minimum Mean Square Error (MMSE). L'égalisation classiquement proposée en MC-CDMA selon le critère MMSE a pour but de minimiser indépendamment sur chaque porteuse  $k$  la valeur quadratique moyenne de l'erreur entre le signal émis et son estimation générée en sortie de l'égaliseur. Les coefficients sont alors égaux à :

$$G_{j,k} = \frac{H_{j,k}^*}{|H_{j,k}|^2 + 1/\gamma_{j,k}}$$

où  $\gamma_{j,k}$  est le rapport signal à bruit pour la sous-porteuse  $k$  du symbole  $j$ .

D'autres techniques de détection existent, notamment les techniques de détection multi-utilisateurs linéaires et non linéaires. Toutes les techniques de détection mono et multi-utilisateurs ont pour point commun de nécessiter de disposer dans le récepteur d'une estimation de la réponse fréquentielle du canal pour  
5 toutes les sous-porteuses  $k$  de tous les symboles  $j$ .

#### 4. La technique de modulation MC-SS-MA

Dans le cas d'un système MC-SS-MA ("MultiCarrier - Spread Spectrum - Multiple Access"), chaque utilisateur transmet un signal de type MC-CDMA en utilisant de façon exclusive son propre jeu de sous-porteuses. Cette technique est  
10 notamment décrite par S. Kaiser, dans l'article "Multi-Carrier CDMA mobile radio systems – Analysis and optimisation of detection, decoding and channel estimation" (PhD thesis, VDI Verlag GmbH, Düsseldorf, 1998).

Les différents peignes de sous-porteuses utilisés par les différents utilisateurs sont multiplexés fréquentiellement tout en vérifiant les conditions  
15 d'orthogonalité.

Chaque utilisateur met à profit l'accès multiple offert par les codes pour transmettre plusieurs données simultanément sur son peigne de sous-porteuses. Les techniques de démodulation et de détection sont les mêmes que celles déjà présentées pour un signal MC-CDMA. L'estimation de la réponse du canal peut  
20 également être effectuée en utilisant des sous-porteuses de référence.

## ANNEXE 2

### Les techniques d'estimation de canal

Dans le cas d'un système OFDM "classique" comme pour un système MC-  
 5 CDMA, la démodulation cohérente du signal en réception nécessite d'estimer dans le récepteur la réponse du canal  $h_{j,k}$  pour toutes les sous-porteuses  $k$  et tous les symboles  $j$ .

Pour cela, la technique classiquement utilisée et maintenant bien connue  
 consiste à insérer des sous-porteuses pilotes ou sous-porteuses de référence dans le  
 10 peigne OFDM. Ces sous-porteuses sont modulées à l'émission par des symboles connus du récepteur. En réception, le signal généré en sortie de la FFT pour ces sous-porteuses pilotes peut alors s'écrire :

$$R_{j,k} = H_{j,k}W_{j,k} + n_{j,k}$$

15

où  $W_{j,k}$  est un symbole particulier connu du récepteur modulant la porteuse  $k$  du symbole  $j$ .

Ainsi en réception, il est possible d'obtenir une estimation  $\hat{H}_{j,k}$  de la réponse  
 du canal en effectuant uniquement pour les porteuses de référence l'opération  
 20 suivante :

$$\hat{H}_{j,k} = \frac{R_{j,k}}{W_{j,k}} = H_{j,k} + \frac{n_{j,k}}{W_{j,k}}$$

L'estimation du canal pour toutes les porteuses  $k$  et tous les symboles  $j$  est  
 25 ensuite obtenue à l'aide de techniques d'interpolation.

Ensuite, l'application à un signal OFDM classique comme à un signal MC-  
 CDMA utilisant par exemple la technique ORC ou "Zero forcing" permet comme on  
 l'a déjà vu de compenser la distorsion de phase et d'amplitude introduite par le canal.  
 Cela conduit à multiplier pour toutes les sous-porteuses les quantités générées en

sortie de la FFT par l'inverse de l'estimation de la réponse du canal. On obtient ainsi une estimation  $\hat{S}_{j,k}$  de chaque symbole émis en effectuant l'opération suivante :

$$\hat{S}_{j,k} = \frac{R_{j,k}}{\hat{H}_{j,k}} = \frac{R_{j,k} \cdot \hat{H}_{j,k}^*}{|\hat{H}_{j,k}|^2}$$

5

Dans le cas d'un signal OFDM classique, le symbole  $S_{j,k}$  correspond au symbole de modulation transmis sur la porteuse  $k$  du symbole  $j$ . Dans le cas d'un signal MC-CDMA avec un seul utilisateur  $l$  ce symbole  $S_{j,k}$  est égal au produit de la donnée  $x_l$  multipliée par le chip  $c_l^k$  du code d'étalement de l'utilisateur  $l$ .

10

Le nombre  $N_{ref}$  de porteuses de références nécessaires pour effectuer dans tous les cas une bonne estimation de la réponse du canal dépend des propriétés de corrélation temporelle et fréquentielle du canal. Ainsi, une bonne estimation sera obtenue si la disposition des porteuses de référence permet d'échantillonner suffisamment la réponse du canal selon les axes temporel et fréquentiel. En première

15 approximation, le nombre de porteuses de référence à insérer peut être évalué par :

$$N_{ref} = \alpha \cdot \tau_{max} \cdot f_{dmax}$$

20 où :  $\alpha$  est un coefficient de proportionnalité qui dépend principalement de la bande totale occupée par l'ensemble du signal à porteuses multiples,

$\tau_{max}$  est égal à l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal qui est inversement proportionnelle à la bande de cohérence du canal,

$f_{dmax}$  est la fréquence doppler maximale.

25

L'étalement de la réponse impulsionnelle du canal caractérise la sélectivité fréquentielle du canal. La fréquence doppler maximale, quant à elle, est liée au temps de cohérence du canal qui est généralement évalué par  $t_{coh} \approx 1/2f_{dmax}$

En outre, si le taux d'insertion moyen des porteuses de référence dans un multiplex OFDM comprenant un total de  $N$  sous-porteuses est égal à  $Q_{ref} = N_{ref} / N$ ,



la perte d'efficacité en puissance induite est égale à  $10\log_{10}(N / (N - N_{ref}))$ .

## REVENDICATIONS

1. Procédé de transmission bidirectionnelle d'au moins un signal à porteuses multiples entre une station de base et au moins un terminal via un canal de transmission présentant au moins une voie descendante de ladite station de base vers  
5 ledit au moins un terminal et au moins une voie montante dudit au moins un terminal vers ladite station de base, portant un signal montant multiporteuse, caractérisé en ce qu'il comprend une étape d'estimation de la fonction de transfert dudit canal de transmission, par analyse d'un signal reçu sur ladite voie descendante, délivrant au moins une information représentative de ladite estimation, et une étape  
10 de prédistorsion d'un signal émis par ledit au moins un terminal sur ladite voie montante, en fonction de ladite information.
2. Procédé de transmission bidirectionnelle selon la revendication 1, mettant en œuvre au moins deux terminaux, caractérisé en ce que ledit signal montant multiporteuse est vu par ladite station de base comme un signal unique et formé par  
15 la combinaison des signaux émis par au moins certains desdits terminaux.
3. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 1 et 2, caractérisé en ce que ladite étape de prédistorsion met en œuvre une multiplication dudit signal émis sur ladite voie montante par l'inverse d'une estimation de ladite fonction de transfert, estimée à partir d'un signal émis par ladite  
20 station de base sur ladite voie descendante.
4. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce qu'il met en œuvre un multiplexage temporel d'un signal émis par ladite station de base sur ladite voie descendante et dudit signal montant.
- 25 5. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce qu'il met en œuvre une transmission par salves sur ladite voie montante et/ou sur ladite voie descendante.
6. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce qu'il met en œuvre un multiplexage fréquentiel  
30 d'un signal émis par ladite station de base sur ladite voie descendante et dudit signal

montant.

7. Procédé de transmission bidirectionnelle selon la revendication 6, caractérisé en ce que les porteuses dudit signal émis par ladite station de base sur ladite voie descendante et les porteuses dudit signal montant sont entrelacées.
- 5 8. Procédé de transmission bidirectionnelle selon la revendication 6, caractérisé en ce que ledit multiplexage met en œuvre un multiplexage d'au moins deux sous-bandes, constituées chacune d'au moins deux porteuses adjacentes, au moins une desdites sous-bandes étant allouée à ladite voie montante, et au moins une autre desdites sous-bandes étant allouée à ladite voie descendante.
- 10 9. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 6 à 8, caractérisé en ce qu'au moins une porteuse située à la frontière entre un bloc de porteuses dudit signal montant et un bloc de porteuses dudit signal émis sur ladite voie descendante n'est pas modulée.
- 15 10. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce que ledit signal émis sur ladite voie descendante sous la forme d'un signal à porteuses multiples comprend une pluralité de porteuses modulées par des éléments de référence dont la valeur et la position à l'émission sont connues desdits terminaux, appelées porteuses de référence, et d'une pluralité de porteuses modulées par des éléments de données informatifs, dont la
- 20 valeur à l'émission n'est pas connue a priori desdits terminaux, appelées porteuses informatives.
11. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 1 à 10, caractérisé en ce que ledit signal montant à porteuses multiples ne comprend que des porteuses modulées par des éléments de données informatifs,
- 25 dont la valeur à l'émission n'est pas connue a priori de ladite station de base, appelées porteuses informatives.
12. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 2 à 11, caractérisé en ce que ledit signal montant est formé par multiplexage fréquentiel de peignes de porteuses associés aux signaux à porteuses
- 30 multiples émis par au moins certains desdits terminaux.

13. Procédé de transmission bidirectionnelle selon la revendication 12, caractérisé en ce que l'on maximise l'espacement fréquentiel entre deux porteuses d'un signal à porteuses multiples émis par chaque terminal, sur l'intégralité de la bande de fréquence allouée à ladite voie montante, de façon à optimiser un critère d'indépendance en fréquence.
14. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 1 à 13, caractérisé en ce qu'il met en œuvre un multiplexage par codes d'étalement, sur ladite voie montante et/ou sur ladite voie descendante.
15. Procédé de transmission bidirectionnelle selon la revendication 14, caractérisé en ce qu'il met en œuvre une modulation de l'ensemble des porteuses allouées audit signal montant par au moins un signal émis par au moins un desdits terminaux, chacun desdits terminaux mettant en œuvre un code d'étalement différent.
16. Procédé de transmission bidirectionnelle selon la revendication 14, caractérisé en ce que les porteuses allouées à ladite voie montante sont organisées en au moins deux jeux de porteuses, chacun desdits terminaux se voyant alloué au moins un jeu de porteuses.
17. Procédé de transmission bidirectionnelle selon la revendication 16, caractérisé en ce que chacun desdits terminaux met en œuvre un code d'étalement sur le ou les jeux de porteuses qui lui sont attribué(s).
18. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 1 à 17, caractérisé en ce que lesdits signaux émis sur ladite voie montante appartiennent au groupe comprenant :
- les signaux de type OFDM (en anglais "Orthogonal Frequency Division Multiplex") ;
  - les signaux de type MC-CDMA (en anglais "Multi-Carrier Code Division Multiple Access" pour "Modulations à porteuses multiples et à accès multiple par répartition de codes") ;
  - les signaux de type MC-SS-MA (en anglais "MultiCarrier - Spread Spectrum - Multiple Access" pour "Modulations à porteuses multiples à étalement de spectre et à accès multiple") ;

- les signaux de type MC-DS-CDMA (en anglais "MultiCarrier – Direct Sequence - Code Division Multiple Access" pour "Modulations à porteuses multiples à séquence directe et à accès multiple par répartition de codes") ;
- 5        - les signaux de type MT-CDMA (en anglais "MultiTone - Code Division Multiple Access" pour "Modulations multipilotes à accès multiple par répartition de codes").

19. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 2 à 18, caractérisé en ce qu'il comprend une étape de contrôle de  
10 l'instant d'émission d'au moins certains signaux émis par lesdits terminaux sur ladite voie montante, en fonction d'au moins une caractéristique dudit canal de transmission.

20. Procédé de transmission bidirectionnelle selon la revendication 19, caractérisé en ce que lesdits signaux sont émis de façon à arriver de manière  
15 sensiblement synchrone à ladite station de base.

21. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 19 et 20, caractérisé en ce que lesdits signaux comprennent un intervalle de garde, dimensionné de façon à pouvoir absorber au moins l'étalement de la réponse impulsionnelle dudit canal sur ladite voie montante.

20 22. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 2 à 18, caractérisé en ce que lesdits signaux comprennent un intervalle de garde, dimensionné de façon à pouvoir absorber au moins l'étalement de la réponse impulsionnelle dudit canal sur ladite voie montante et le double du temps de propagation d'un signal entre ladite station de base et le terminal le plus éloigné de  
25 ladite station de base.

23. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 1 à 22, caractérisé en ce que pour au moins certains symboles du signal de ladite voie montante, au moins certains desdits terminaux mettent en œuvre, en remplacement et/ou en complément de ladite prédistorsion, un traitement  
30 permettant une meilleure réception dans ladite station de base.

24. Procédé de transmission bidirectionnelle selon la revendication 23, caractérisé en ce que ledit traitement permettant une meilleure réception comprend une augmentation de la puissance d'émission.
- 5 25. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 23 et 24, caractérisé en ce que ledit traitement permettant une meilleure réception est mis en œuvre en fonction de l'ancienneté de et/ou d'une information de confiance associée à ladite information représentative de l'estimation de la fonction de transfert du canal de transmission.
- 10 26. Procédé de transmission bidirectionnelle selon l'une quelconque des revendications 1 à 25, caractérisé en ce qu'il met en œuvre une étape de séparation desdites voies montante et descendante, dans ladite station de base et/ou dans au moins un desdits terminaux.
- 15 27. Procédé de transmission bidirectionnelle selon la revendication 26, caractérisé en ce que ladite étape de séparation met en œuvre au moins un circulateur et/ou au moins un anneau hybride.
28. Application du procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 27 à l'un au moins des domaines appartenant au groupe comprenant :
- la radiocommunication, et notamment les systèmes de radiocommunication mobile de type UMTS et/ou post-UMTS ;
  - 20 - la diffusion d'un signal de télévision numérique hertzienne avec voie de retour ;
  - les réseaux locaux ;
  - les liaisons bidirectionnelles point à point.
- 25 29. Système de transmission bidirectionnelle d'un signal à porteuses multiples, comprenant une station de base et au moins un terminal reliés par un canal de transmission présentant au moins une voie descendante de ladite station de base vers ledit au moins un terminal et au moins une voie montante dudit au moins un terminal vers ladite station de base, portant un signal montant multiporteuse, caractérisé en ce qu'il met en œuvre un procédé selon l'une quelconque des
- 30 revendications 1 à 27.

30. Terminal de communication pouvant émettre et recevoir au moins un signal à porteuses multiples à destination et en provenance d'une station de base, par l'intermédiaire d'un canal de transmission présentant une voie descendante de ladite station de base vers ledit terminal et une voie montante dudit terminal vers ladite station de base,

5 caractérisé en ce qu'il comprend des moyens d'estimation de la fonction de transfert dudit canal de transmission, par analyse d'un signal émis par ladite station de base sur ladite voie descendante, délivrant au moins une information représentative de ladite estimation, et des moyens de prédistorsion d'un signal à émettre sur ladite voie  
10 montante, en fonction de ladite information.

31. Signal à porteuses multiples véhiculé par l'intermédiaire d'un canal de transmission bidirectionnel présentant au moins une voie descendante d'une station de base vers au moins un terminal et au moins une voie montante d'un desdits terminaux vers ladite station de base, portant un signal montant multiporteuse, vu par  
15 ladite station de base comme un signal unique et formé par la combinaison des signaux émis par au moins un desdits terminaux,

caractérisé en ce qu'il comprend un multiplex fréquentiel d'un signal émis par ladite station de base sur ladite voie descendante et dudit signal montant, lesdits signaux émis par ledit au moins un terminal étant prédistordus préalablement à leur émission  
20 en fonction d'au moins une information représentative d'une estimation de la fonction de transfert dudit canal de transmission, déterminée à partir dudit signal émis sur ladite voie descendante.

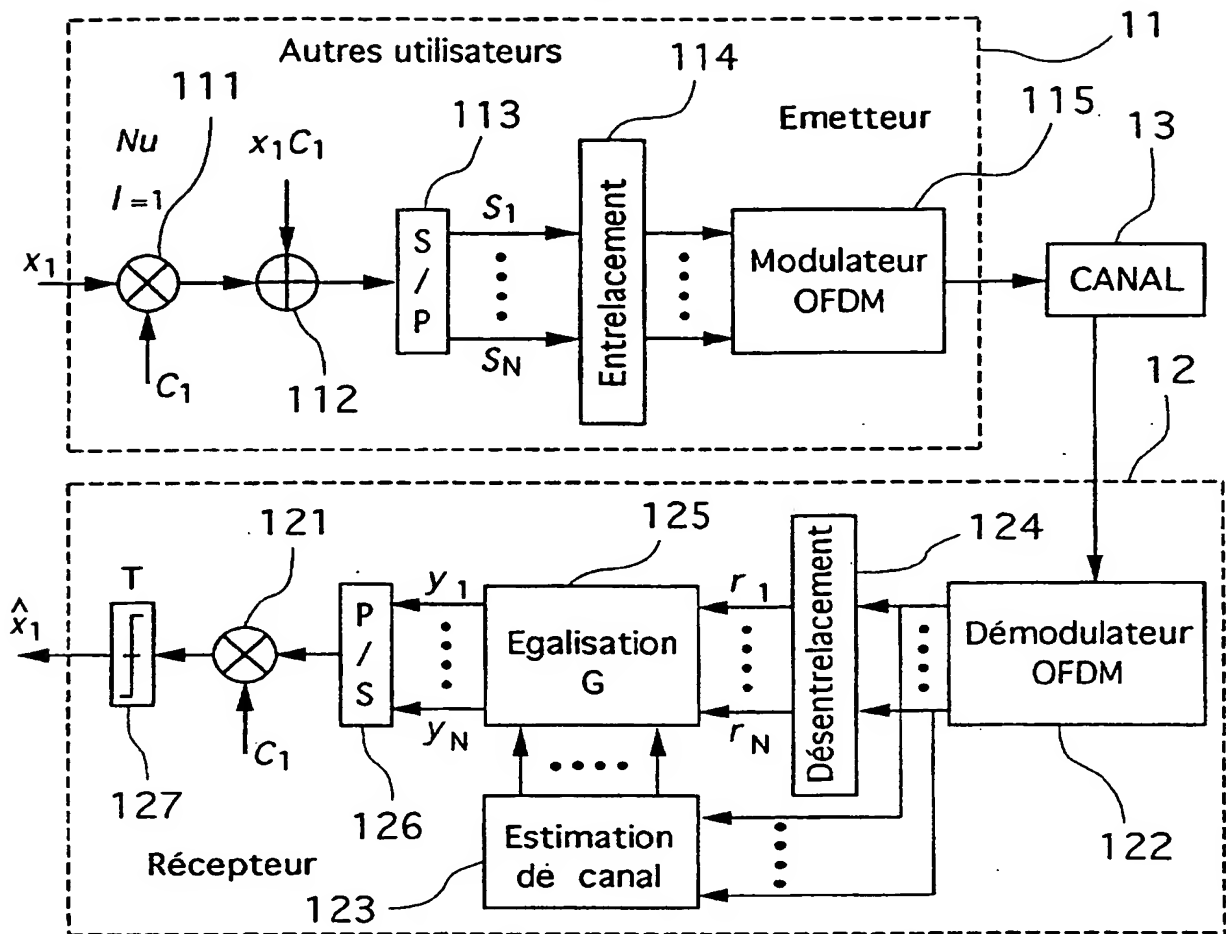


Fig. 1

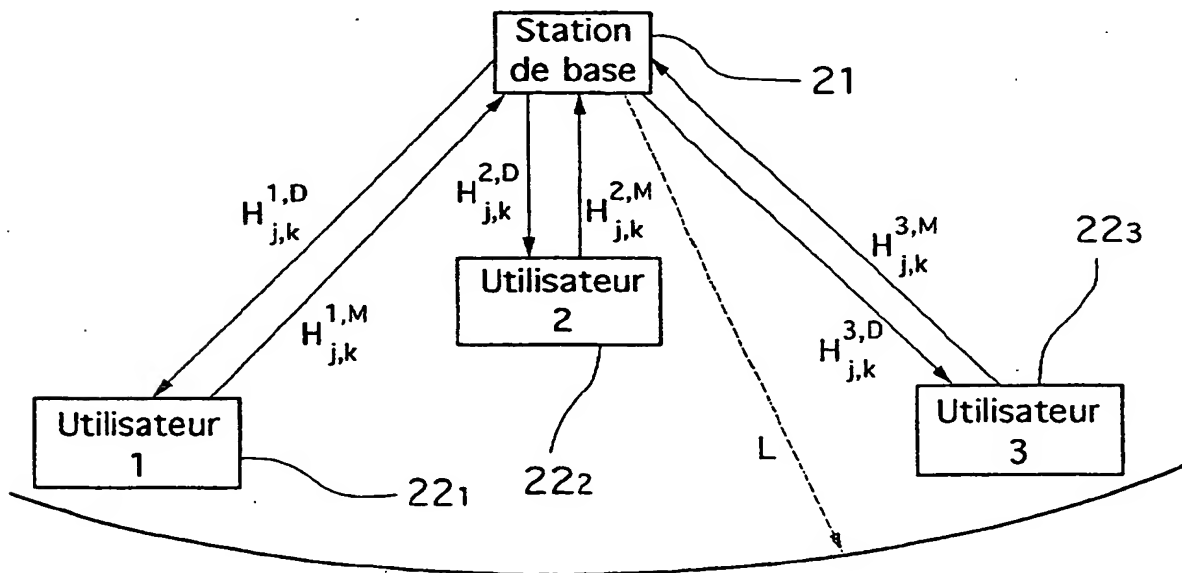
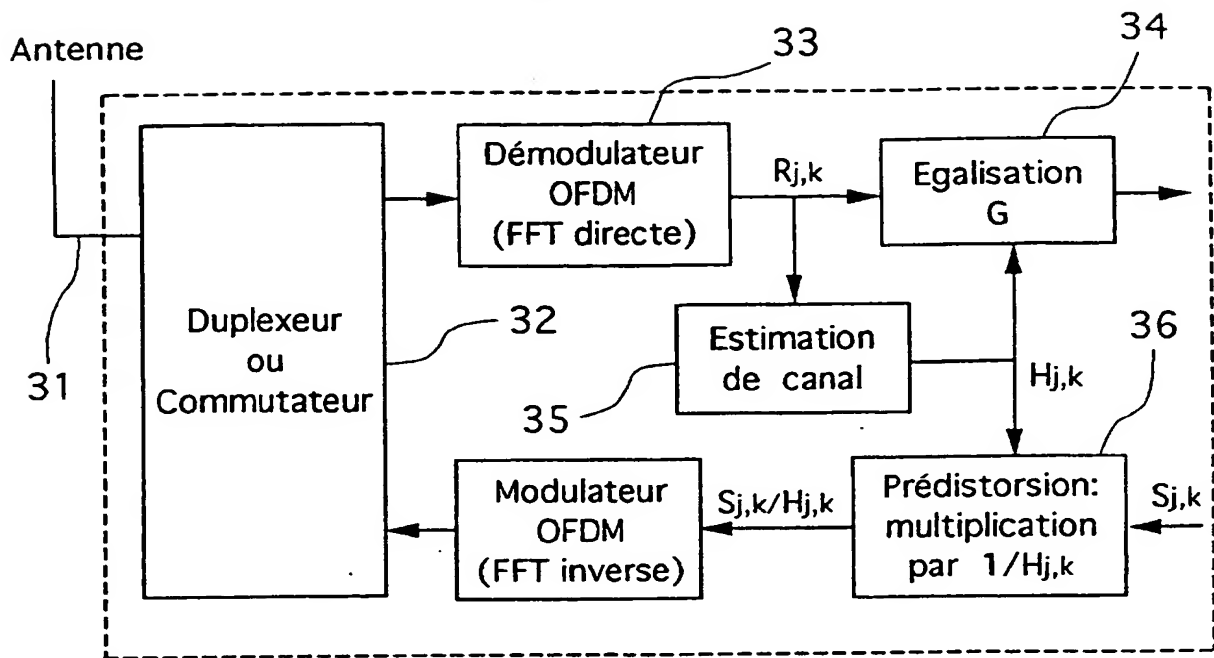
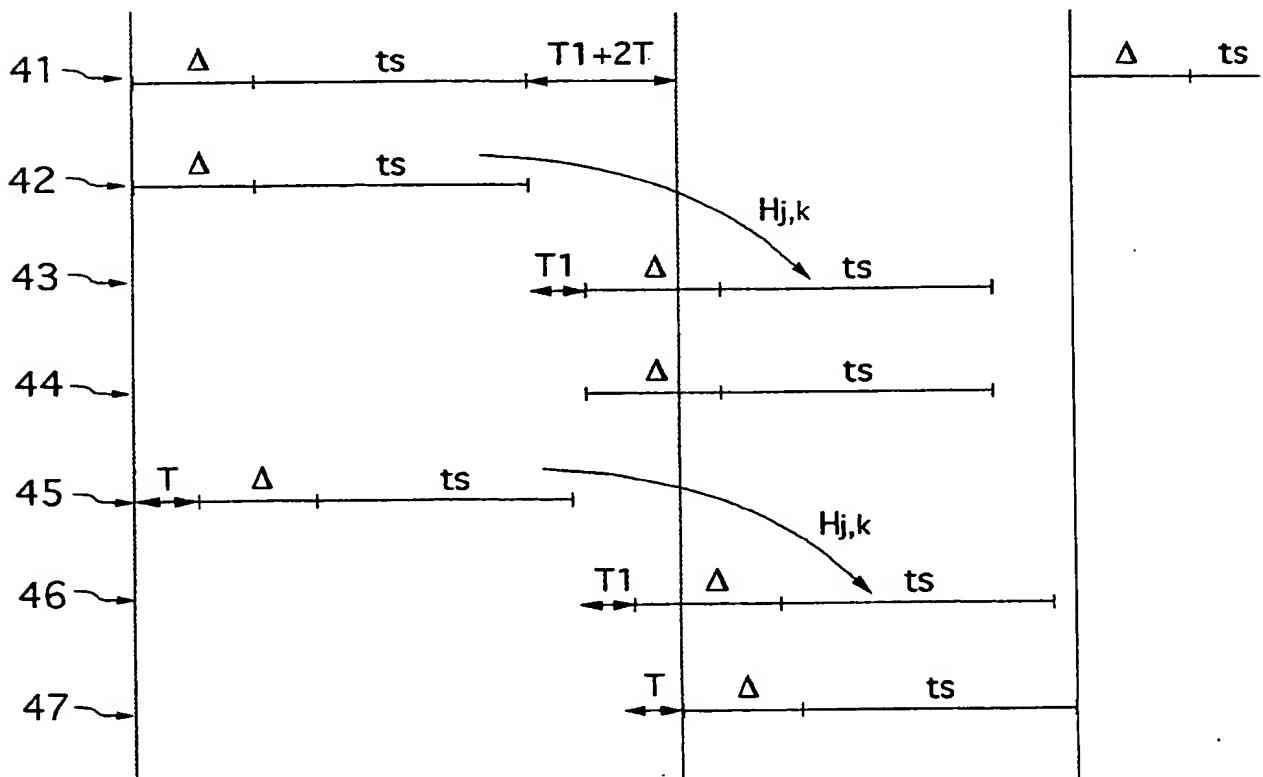
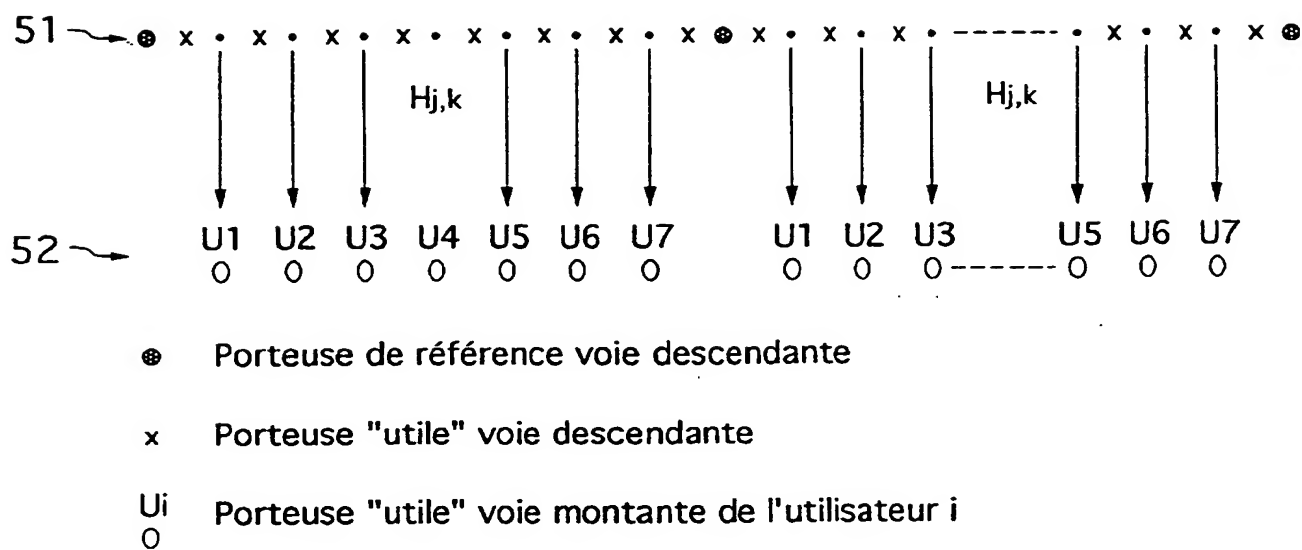
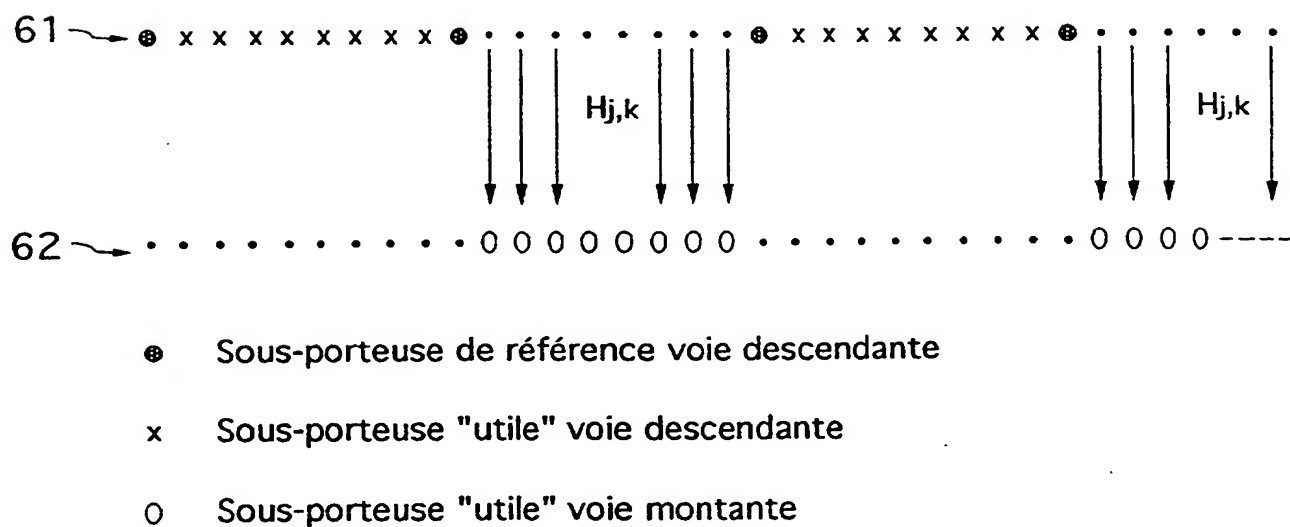
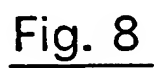
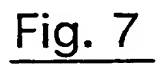


Fig. 2

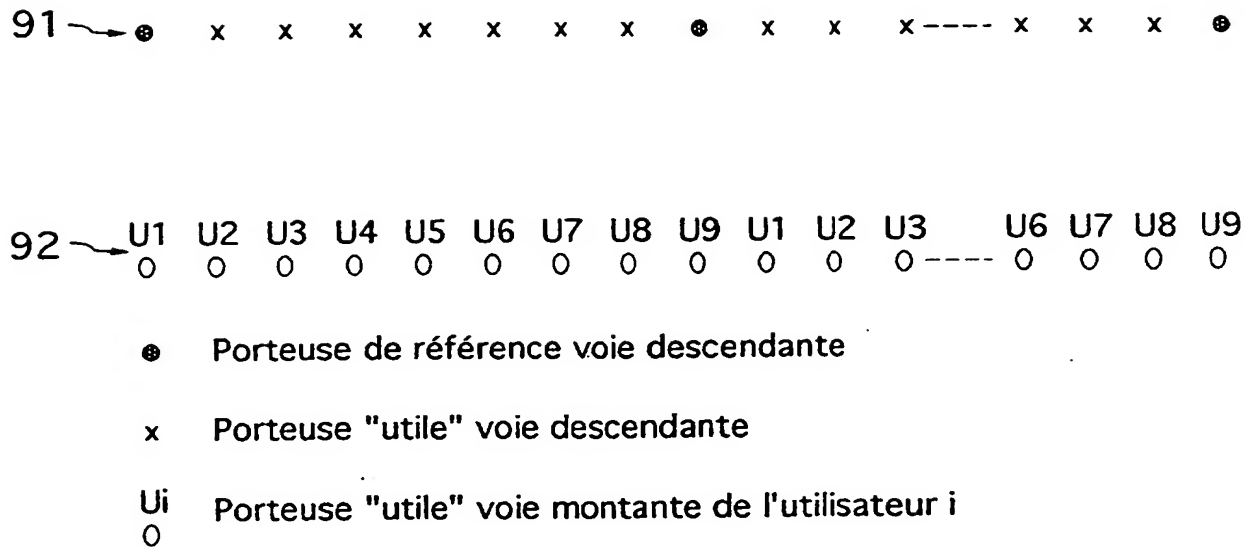
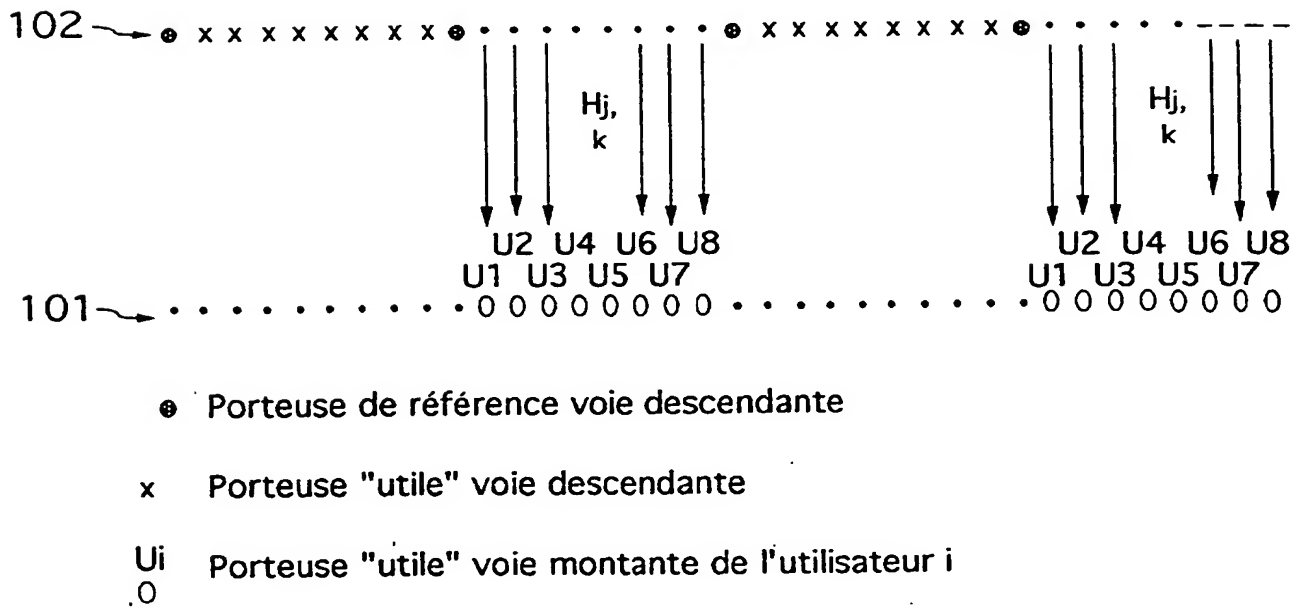


Fig. 3Fig. 4

Fig. 5Fig. 6



5/5

Fig. 9Fig. 10



# **RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE**

établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

2823623

N° d'enregistrement  
nationalFA 604500  
FR 0105152

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
X	CACOPARDI ET AL.: "A frequency division duplex configuration for indoor wireless multicarrier DS-CDMA systems" EUROPEAN PERSONAL MOBILE COMMUNICATIONS CONFERENCE, 28 - 30 novembre 1995, pages 237-244, XP001028519 IT * abrégé; figure 3 * * page 239, colonne de gauche, alinéa 2 *	1-31	H04B7/216
X	ZHIYONG PU ET AL.: "Transmission and reception of TDD multicarrier CDMA signals in mobile communications system" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE , 16 - 20 mai 1999, pages 2134-2138 vol.3, XP002186986 Piscataway, US ISBN: 0-7803-5565-2 * abrégé * * page 2137, colonne de gauche, alinéa 1 *	1-31	
X	DONG GEUN JEONG, MYOUNG JIN KIM: "Effects of channel estimation error in MC-CDMA/TDD systems" IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, vol. 30, 15 - 18 mai 2000, pages 1773-1777, XP000968309 New York, US ISBN: 0-7803-5719-1 * page 1773, colonne de gauche, alinéa 4 * * page 1775, colonne de gauche, alinéa 3 - alinéa 5 *	1-31	<div>DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7)</div> H04L
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
10 janvier 2002.		Scriven, P	
<div>CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS</div> <div> X : particulièrement pertinent à lui seul  Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie  A : arrière-plan technologique  O : divulgation non-écrite  P : document intercalaire </div> <div> T : théorie ou principe à la base de l'invention  E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure.  D : cité dans la demande  L : cité pour d'autres raisons  &amp; : membre de la même famille, document correspondant </div>			